

**Circuit arrangement for the demodulation of a subcarrier.**

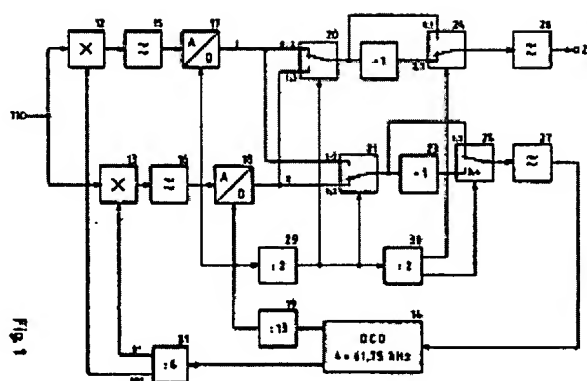
<b>Patent number:</b>	DE3823552
<b>Publication date:</b>	1990-01-18
<b>Inventor:</b>	HEGELER WILHELM (DE)
<b>Applicant:</b>	BLAUPUNKT WERKE GMBH (DE)
<b>Classification:</b>	
- International:	H04B14/08; H04H1/00; H04H5/00
- european:	H03D1/22E1
<b>Application number:</b>	DE19883823552 19880712
<b>Priority number(s):</b>	DE19883823552 19880712

**Also published as:**

EP0350663 (A2)  
EP0350663 (A3)  
EP0350663 (B1)

Abstract not available for DE3823552  
Abstract of correspondent: EP0350663

In a circuit arrangement for the demodulation of a carrier-frequency signal, particularly in a radio data system, several mixed signals of different phase relationship and having a frequency which is outside the information band of the carrier-frequency signal are generated and in each case mixed with the carrier-frequency signal. After filtering and analog/digital conversion, the mixed products produced are mixed into the baseband, (instantaneous values) of different mixed products being used in cyclic sequence for forming one output signal in each case.



Data supplied from the **esp@cenet** database - Worldwide

①⑨ BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENTAMT

⑫ Patentschrift  
⑩ DE 38 23 552 C 2

⑤① Int. Cl.<sup>6</sup>:  
**H 04 B 14/08**  
H 04 H 1/00  
H 04 H 5/00

②① Aktenzeichen: P 38 23 552.8-35  
②② Anmeldetag: 12. 7. 88  
④③ Offenlegungstag: 18. 1. 90  
④⑤ Veröffentlichungstag  
der Patenterteilung: 24. 8. 95

DE 38 23 552 C 2

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

⑦③ Patentinhaber:  
Blaupunkt-Werke GmbH, 31139 Hildesheim, DE  
  
⑦④ Vertreter:  
Eilers, N., Dipl.-Phys., Pat.-Anw., 31137 Hildesheim

⑦② Erfinder:  
Hegeler, Wilhelm, 31134 Hildesheim, DE

⑤⑥ Für die Beurteilung der Patentfähigkeit  
in Betracht gezogene Druckschriften:

DE 37 33 096 A1  
EP 62 872 B1  
EP 2 00 977 A2

⑤④ Schaltungsanordnung zur Demodulation eines Hilfsträgers

DE 38 23 552 C 2



Die Erfindung geht aus von einer Schaltungsanordnung nach der Gattung des Hauptanspruchs.

Bei der Amplitudendemodulation und Digitalisierung eines schwachen Nutzsignals mit einer bekannten Anordnung, die aus einem Mischer, einem Tiefpaß und einem Analog/Digital-Wandler besteht, tritt am Ausgang ein additiver Fehler auf. Insbesondere bei einem Nutzsignal, wie beispielsweise dem Hilfsträger des Verkehrsfunksystems und des Radiodatensystems (RDS) kann dieser Fehler auftreten.

Aus der Druckschrift EP 62 872 B1 ist ein Empfangssystem bekannt, bei dem ein Hochfrequenzsignal durch eine Multiplikation mit zwei in Quadratur betriebenen Mischern in zwei Basisbandsignale umgesetzt werden. Die zwei Basisbandsignale werden nach einer Tiefpaßfilterung abgetastet und über Analog-Digital-Wandler je einem digitalen Ausgangstiefpaß zugeführt. Die Ausgänge der Ausgangstiefpässe werden über einen Umschalter wahlweise mit einem ausgangsseitigen Digital-Analog-Wandler verbunden. Auf diese Weise wird das Empfangssignal unter Umgehung der ZF-Ebene direkt ins Basisband herabgemischt und synchron demoduliert.

Aus der Druckschrift EP-200 977 A2 ist ein digitaler Demodulator bekannt, der zur Demodulation eines Eingangssignals, das ein erstes AM-Signal mit Träger und/oder ein zweites AM-Signal mit dazu um  $90^\circ$  phasenverschobenem und unterdrücktem Träger enthält, einen A/D-Wandler, einen Mischer und eine digitale Tiefpaßfilterschaltung aufweist. Das Eingangssignal wird mittels des Mixers mit der Frequenz des Trägers multipliziert und so in das Basisband gemischt. An der Tiefpaßfilterschaltung werden zwei Ausgangssignale abgenommen, die jeweils eine Sinus- und Kosinuskomponente repräsentieren. Die Ausgangssignale werden jeweils einem digitalen Tiefpaß zugeführt. Das demodulierte erste AM-Signal liegt am Ausgang eines ersten Tiefpasses. Das demodulierte zweite AM-Signal steht je nachdem, ob das erste AM-Signal vorhanden ist oder nicht, an einem der beiden Ausgänge der Tiefpaßfilterschaltung an.

Aufgabe der Erfindung ist es, eine Schaltungsanordnung zur Demodulation eines Hilfsträgers anzugeben, bei welcher eine digitale Weiterverarbeitung des Nutzsignals möglich ist, ohne daß ein additiver Fehler auftritt.

Gelöst wird diese Aufgabe durch die im Anspruch 1 angegebenen Merkmale.

Da ferner im Zusammenhang mit dem Hilfsträger stärkere Störsignale wie beispielsweise Audiosignale und der Stereopilot-Ton auftreten, ist außerdem eine Störsicherheit der Schaltung, insbesondere eine Unterdrückung von Spiegelfrequenzen erforderlich.

Die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung mit den kennzeichnenden Merkmalen des Hauptanspruchs hat den Vorteil, daß eine digitale Weiterverarbeitung des Nutzsignals möglich ist, praktisch kein additiver Fehler auftritt und daß eine genügend große Störsicherheit vorliegt. Außerdem läßt sich die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung mit geringem Aufwand realisieren und ist für eine integrierte Schaltung geeignet.

Als Mischsignale eignen sich unter anderem Rechtecksignale und sogenannte Tristate-Signale. Letztere haben den Vorteil, daß sie bei geeigneter Wahl der Tastverhältnisse keine dritte Oberwelle enthalten, weshalb im Nutzband keine Mischprodukte der Frequenzen um  $3\omega_0 \pm 4,75$  kHz entstehen. Die Tristate-Signale können

mit Hilfe einer Schaltlogik und einem 1 : 12-Frequenzteiler aus der Frequenz  $12 \cdot \omega_0 = 741$  kHz erzeugt werden.

Da die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung an die Geschwindigkeit der Analog/Digital-Wandler nur geringe Anforderung stellt, lassen sich einfache, gut integrierbare Analog/Digital-Wandler (beispielsweise Delta-Wandler oder Sigma-Delta-Wandler) verwenden, die im Niederfrequenzbereich eine große Dynamik der zu wandelnden Signale gestatten.

Durch die in den Unteransprüchen aufgeführten Maßnahmen sind vorteilhafte Weiterbildungen und Verbesserungen der im Hauptanspruch angegebenen Erfindung möglich.

Bei einer bevorzugten Ausführungsform der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung werden zwei Mischsignale mit einem Phasenunterschied von  $90^\circ$  erzeugt. Durch eine viermalige Abtastung pro Periode der Mischprodukte ist eine Ableitung beider Quadraturkomponenten in einfacher Weise möglich. Die Erfindung umfaßt jedoch auch die Erzeugung von mehr als zwei Mischsignalen mit entsprechenden Phasenunterschieden und eine häufigere Abtastung der Mischprodukte. Dabei stehen bei einer geraden Anzahl von Mischsignalen ohne weiteres Abtastwerte für beide Quadraturkomponenten zur Verfügung. Es lassen sich jedoch auch bei einer ungeraden Anzahl von Mischsignalen Quadraturkomponenten ableiten, wobei die eine direkt und die andere durch Interpolation zwischen zwei Abtastwerten gewonnen werden kann.

Ausführungsbeispiele der Erfindung sind in der Zeichnung anhand mehrerer Figuren dargestellt und in der nachfolgenden Beschreibung näher erläutert. Es zeigt:

Fig. 1 ein Blockschaltbild eines Ausführungsbeispiels, Fig. 2 eine tabellarische Darstellung der Funktion der Anordnung nach Fig. 1 und

Fig. 3 eine tabellarische Darstellung zur Erläuterung einer erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung mit drei Mischsignalen.

Der Schaltungsanordnung nach Fig. 1 wird bei 11 das zu demodulierende Signal zugeführt. Es folgt der Beziehung  $A(t) \cdot \sin(\omega t + \varphi)$ . Dabei ist  $A(t)$  das Modulations-signal, während  $\omega$  und  $\varphi$  wie üblich für die Kreisfrequenz und die Phasenlage des Trägers stehen.

Der RDS- und Verkehrsfunk-Hilfsträger weist eine Frequenz von 57 kHz auf. Den Mischern 12, 13 wird je ein Mischsignal zugeführt, dessen Frequenz 61,75 kHz beträgt. Es wird in einem digital steuerbaren Oszillator 14 und einem anschließenden Frequenzteiler 31 in zwei um  $90^\circ$  voneinander verschiedenen Phasenlagen durch Frequenzteilung eines Signals mit vierfacher Frequenz der Mischsignale erzeugt.

Durch anschließende Tiefpaßfilter 15, 16 werden Spektralanteile oberhalb des Nutzfrequenzbereichs unterdrückt. Die Ausgangssignale der Tiefpaßfilter 15, 16 ergeben sich dann zu  $A(t) \cdot \cos((\omega_0 - \omega_{57})t + \varphi)$  bzw.  $A(t) \cdot \sin((\omega_0 - \omega_{57})t + \varphi)$ . Durch die Mischung wird das Modulationssignal  $A(t)$  noch nicht in das Basisband umgesetzt, sondern es entstehen lediglich modulierte Träger mit der Frequenz von 4,75 kHz.

Beide Signale, die im folgenden Zwischenfrequenzsignale genannt werden, werden je einem Analog/Digital-Wandler 17, 18 zugeführt, wobei eine Taktfrequenz von 19 kHz vorgesehen ist, die durch Teilung der Frequenz des Oszillators 14 durch 13 mit Hilfe eines Frequenzteilers 19 erzeugt wird und die Zwischenfrequenzsignale jeweils viermal je Periode abtastet.

An die Ausgänge der Analog/Digital-Wandler 17, 18 schließen sich zwei Kanäle I und II an, die jeweils von einem steuerbaren Umschalter 20, 21, einem Signalinverter 22, 23, einem weiteren steuerbaren Umschalter 24, 25 und einem Tiefpaßfilter 26, 27 gebildet werden. Das Ausgangssignal des Tiefpaßfilters 26 kann einem Ausgang 28 entnommen werden, während das Ausgangssignal des Tiefpaßfilters 27 bei dem dargestellten Ausführungsbeispiel zur Steuerung des digital steuerbaren Oszillators 14 verwendet wird.

Über zwei weitere Frequenzteiler 29, 30 werden die Schalter 20, 21, 24, 25 derart gesteuert, daß im Kanal I jeweils eine Abtastung bei  $0^\circ$  und  $180^\circ$  bezogen auf eine Periode des Zwischenfrequenzsignals erfolgt, während im Kanal II bei  $90^\circ$  und  $270^\circ$  abgetastet wird. Jeder zweite Abtastwert wird mit Hilfe der Schaltungen 22, 23 invertiert, so daß eine Demodulation in das Basisband erfolgt. Nach einem Ausfiltern von Trägerresten mit Hilfe der Tiefpaßfilter 26, 27 stehen die demodulierten Signale zur Verfügung. Dabei entspricht das Signal am Ausgang 28 der Cosinus-Komponente des Modulationssignals, während am Ausgang des Tiefpaßfilters 27 eine Sinus-Komponente zur Verfügung steht, die bei dem dargestellten Ausführungsbeispiel zur Regelung benutzt wird.

Die Steuerung der Umschalter mit Hilfe der Frequenzteiler 29, 30 wird im folgenden anhand von Fig. 2 näher erläutert. Dabei bedeutet  $n$  die Ordnungszahl der jeweiligen Abtastung, + oder - ob eine Signalinvertierung stattfindet und  $(P(n))$  der jeweilige Winkel der Abtastung in allgemeiner Form und mit 0 als Anfangswert. In Fig. 1 sind die Stellungen der Umschalter mit den Werten für  $n$  gekennzeichnet, bei denen die jeweilige Stellung eingenommen wird. So befindet sich beispielsweise der Umschalter 20 bei  $n = 0$  und bei  $n = 2$  im oberen und bei  $n = 1$  und bei  $n = 3$  in der unteren Stellung.

Der Tabelle gemäß Fig. 2 kann entnommen werden, daß die Abtastwerte abwechselnd aus dem Kanal I und dem Kanal II entnommen werden. Jeweils zwei aufeinanderfolgende Abtastwerte werden mit gleichem Vorzeichen weitergeleitet, so daß jede zweite Halbwelle des Zwischenfrequenzsignals invertiert wird. Durch diese Invertierung wird ein gegebenenfalls vorhandener Offsetfehler bei der Abtastung jeweils eines der Kanäle I oder II abwechselnd invertiert und nicht invertiert. Der Offsetfehler wird somit in eine Frequenz von 4,75 kHz umgesetzt, die von dem anschließenden Tiefpaßfilter 26 bzw. 27 unterdrückt wird.

Die in Fig. 2 dargestellte Tabelle gilt für eines der Ausgangssignale, während das andere Ausgangssignal durch Vertauschung der Kanäle I und II und durch eine Invertierung bei  $n = 0, 3, 4, 7, 8$  usw. erfolgt. Außer der Tabelle zeigt Fig. 2 noch als graphische Darstellung die Abtastzeitpunkte 0, 1, 2, 3 und die Zwischenfrequenzsignale, wobei das Signal des Kanals I demjenigen des Kanals II um  $90^\circ$  voreilt.

Bei dem der Tabelle nach Fig. 2 zugrundeliegenden Ausführungsbeispiel beträgt die Abtastfrequenz  $f_s = 19$  kHz. In diesem Zusammenhang bedeutet Abtastfrequenz diejenige Frequenz, mit der die Ausgangssignale der Analog/Digital-Wandler bzw. nachgeschalteter Filter weiterverarbeitet werden.

Während bei dem im Zusammenhang mit den Fig. 1 und 2 erläuterten Ausführungsbeispiel zwei Kanäle vorgesehen sind, erläutert die Tabelle gemäß Fig. 3 ein Ausführungsbeispiel mit drei Kanälen. Dabei betragen die Phasenunterschiede jeweils  $\pi/3$ . Die Abtastfrequenz

fs beträgt das Sechsfache der Zwischenfrequenz, was bei einer Zwischenfrequenz von 4,75 kHz einer Abtastfrequenz von 28,5 kHz entspricht. Die Zwischenfrequenzsignale sind in dem Kreisdiagramm gemäß Fig. 3 dargestellt, das ferner die sechs Abtastzeitpunkte 0 bis 5 zeigt. In der Tabelle gemäß Fig. 3 sind für die Abtastzeitpunkte der jeweils abzutastende Kanal, das Vorzeichen und der Winkel der Abtastung für beide orthogonalen Komponenten aufgeführt.

#### Patentansprüche

1. Schaltungsanordnung zur Demodulation eines trägerfrequenten Signals, insbesondere eines 57-kHz-Hilfsträgers in einem UKW-Rundfunksignal, das mit mehreren im Nutzband liegenden Steuersignalen mit unterschiedlicher Phasenlage moduliert ist, insbesondere mit RDS- und Verkehrsfunkinformationen, bei dem gleichfrequente Mischsignale mit unterschiedlicher Phasenlage in getrennten Mischstufen erzeugt und die entstehenden Mischprodukte für sich gefiltert und analog/digital gewandelt werden, dadurch gekennzeichnet, daß die Frequenz der Mischsignale außerhalb des Nutzbandes des trägerfrequenten Signals liegt und daß die digitalisierten Mischprodukte innerhalb jeder Periode der entstandenen Mischfrequenz in zyklischer Reihenfolge mindestens zweimal abgetastet und vor der jeweiligen zweiten Abtastung invertiert werden.

2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Frequenz der Mischsignale um 4,75 kHz über der Trägerfrequenz des trägerfrequenten Signals liegt.

3. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der Phasenunterschied zwischen den einzelnen Mischsignalen jeweils  $\pi/m$  beträgt, wobei  $m$  die Anzahl der Mischsignale ist.

4. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet,

daß zwei Mischsignale mit einem Phasenunterschied von  $\pi/2$  erzeugt werden und daß die Mischprodukte tiefpaßgefiltert und anschließend viermal pro Periode abgetastet werden und daß die Abtastwerte beider Mischprodukte abwechselnd einem ersten Ausgang, der ein Ausgangssignal entsprechend einer ersten Komponente des Modulationssignals führt, und einem zweiten Ausgang zugeführt werden, der ein Ausgangssignal entsprechend einer zweiten Komponente des Modulationssignals führt.

5. Schaltungsanordnung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Frequenz eines Mischsignalgenerators (14) mit einem der Ausgangssignale steuerbar ist.

6. Schaltungsanordnung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet,

daß das Ausgangssignal einer Empfangseinrichtung jeweils einem ersten Eingang zweier Mischer (12, 13) zuführbar ist, deren zweite Eingänge mit Ausgängen eines Mischsignalgenerators (14) verbunden sind, wobei die Ausgänge des Mischsignalgenerators (14) zwei um  $90^\circ$  phasenverschobene Mischsignale führen,

daß die Ausgänge der Mischer (12, 13) über je ein Tiefpaßfilter (15, 16) mit je einem Analog/Digital-Wandler (17, 18) verbunden sind, und

daß die Ausgänge der Digital/Analog-Wandler (17,

18) an Eingängen von zwei Umschaltteinrichtungen  
(20, 21) angeschlossen sind.

Hierzu 2 Seite(n) Zeichnungen

5

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

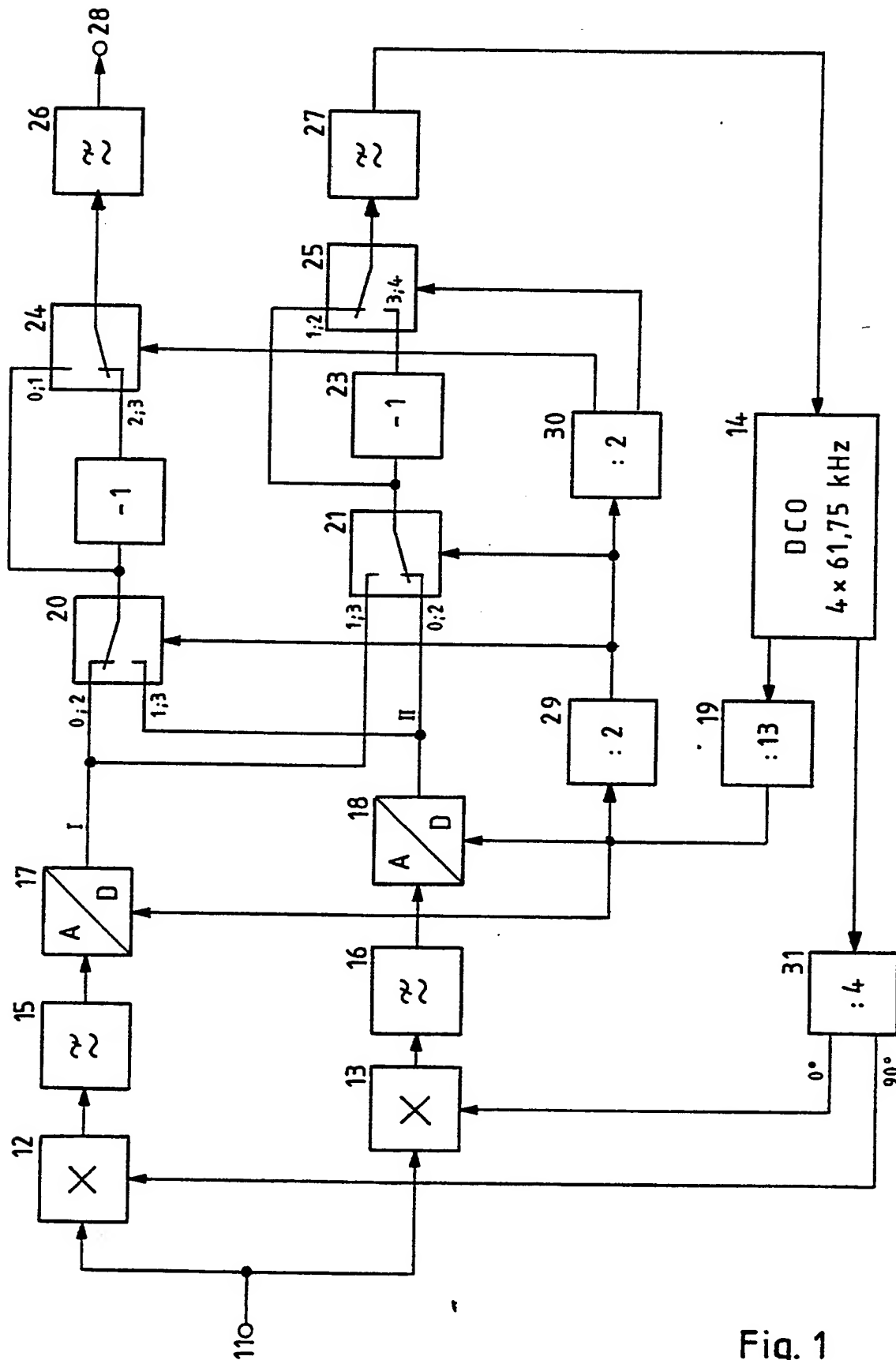


Fig. 1

## BEST AVAILABLE COPY

$$\underline{m = 2} \quad 2 \text{ Kanäle} \quad \alpha_0 = 0 \quad \alpha_1 = -\frac{\pi}{2}$$

$$f_s = 4 f_z (= 19 \text{ KHz})$$

n	0	1	2	3	4	5
Kanal	I	II	I	II	I	II
Invertierung	+	+	-	-	+	+
$\alpha(n)$	$\alpha_0$	$\alpha_1$	$\alpha_0 + \pi$	$\alpha_1 + \pi$	$\alpha_0 + 2\pi$	$\alpha_1 + 2\pi$
$\alpha(n)$	0	$-\frac{\pi}{2}$	$-\pi$	$-\frac{3}{2}\pi$	$-2\pi$	$-\frac{5}{2}\pi = -\frac{n\pi}{2}$

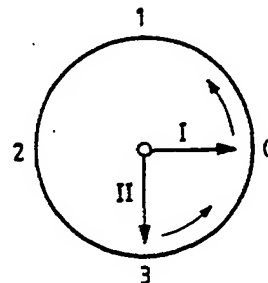
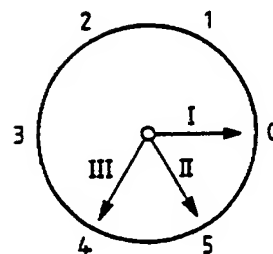


Fig. 2

$$\underline{m = 3} \quad 3 \text{ Kanäle} \quad \alpha_0 = 0 \quad \alpha_1 = -\frac{\pi}{3} \quad \alpha_2 = -\frac{2\pi}{3}$$

$$f_s = 6 f_z (= 28,5 \text{ KHz})$$

n	0	1	2	3	4	5	6
Kanal	I	II	III	I	II	III	I
Invertierung	+	+	+	-	-	-	+
$\alpha(n)$	$\alpha_0$	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_0 + \pi$	$\alpha_1 + \pi$	$\alpha_2 + \pi$	$\alpha_0 + 2\pi$
$\alpha(n)$	0	$-\frac{\pi}{3}$	$-\frac{2\pi}{3}$	$-\frac{3\pi}{3}$	$-\frac{4\pi}{3}$	$-\frac{5\pi}{3}$	$-\frac{6\pi}{3}$

Orthogonale Funktion

Kanal	III	I	II	III	I	II	III
Invertierung	-	+	+	+	-	-	-
$\alpha(n)$	$+\frac{\pi}{6}$	$-\frac{\pi}{6}$	$-\frac{\pi}{2}$	$-\frac{5}{6}\pi$	$-\frac{7}{6}\pi$	$-\frac{9}{6}\pi$	$-\frac{11}{6}\pi$

Fig. 3